

BREVET D'INVENTION

CERTIFICAT D'UTILITÉ - CERTIFICAT D'ADDITION

COPIE OFFICIELLE

Le Directeur général de l'Institut national de la propriété industrielle certifie que le document ci-annexé est la copie certifiée conforme d'une demande de titre de propriété industrielle déposée à l'Institut.

Fait à Paris, le

20 OCT. 2003

Pour le Directeur général de l'Institut
national de la propriété industrielle
Le Chef du Département des brevets

DOCUMENT DE PRIORITÉ

PRÉSENTÉ OU TRANSMIS
CONFORMÉMENT À LA
RÈGLE 17.1.a) OU b)

Martine PLANCHE

INSTITUT
NATIONAL DE
LA PROPRIÉTÉ
INDUSTRIELLE

Le de Saint Petersburg
A/RIS cedex 03
tél : 33 (0)1 53 04 53 04
fax : 33 (0)1 53 04 45 23
e.fr





26 bis, rue de Saint Pétersbourg

75800 Paris Cedex 08

Téléphone : 01 53 04 53 04 Télécopie : 01 42 94 86 54

BREVET D'INVENTION

CERTIFICAT D'UTILITÉ

Code de la propriété intellectuelle - Livre VI



N° 11354*01

REQUÊTE EN DÉLIVRANCE 1/2

Important Remplir impérativement la 2ème page.

Cet imprimé est à remplir lisiblement à l'encre noire

DE 540 W/190500

REMISE DES PIÈCES DATE 18 OCT 2002 LIEU 13 INPI MARSEILLE N° D'ENREGISTREMENT 0212959 NATIONAL ATTRIBUE PAR L'INPI DATE DE DÉPÔT ATTRIBUÉE PAR L'INPI 18 OCT. 2002		NOM ET ADRESSE DU DEMANDEUR OU DU MANDATAIRE À QUI LA CORRESPONDANCE DOIT ÊTRE ADRESSÉE MINIPAT MARCHAND André 1 Place des Martyrs de la Résistance 13000 AIX EN PROVENCE	
Vos références pour ce dossier (facultatif) 100195 FR			
Confirmation d'un dépôt par télécopie <input type="checkbox"/> N° attribué par l'INPI		Date <input type="checkbox"/>	
NATURE DE LA DEMANDE		Cochez l'une des 4 cases suivantes	
Demande de brevet <input checked="" type="checkbox"/>			
Demande de certificat d'utilité <input type="checkbox"/>			
Demande divisionnaire <input type="checkbox"/>			
Demande de brevet initiale N° _____ Date _____ ou demande de certificat d'utilité initiale N° _____ Date _____			
Transformation d'une demande de brevet européen <input type="checkbox"/> N° _____ Demande de brevet initiale		Date _____	
TITRE DE L'INVENTION (200 caractères ou espaces maximum) Oscillateur contrôlé en tension comprenant un circuit de comp. de l'effet d'entraînement en fréquence			
DÉCLARATION DE PRIORITÉ OU REQUÊTE DU BÉNÉFICE DE LA DATE DE DÉPÔT D'UNE DEMANDE ANTÉRIEURE FRANÇAISE		Pays ou organisation _____ N° _____ Date _____ Pays ou organisation _____ N° _____ Date _____ Pays ou organisation _____ N° _____ Date _____ <input type="checkbox"/> S'il y a d'autres priorités, cochez la case et utilisez l'imprimé «Suite»	
DEMANDEUR		<input type="checkbox"/> S'il y a d'autres demandeurs, cochez la case et utilisez l'imprimé «Suite»	
Nom ou dénomination sociale		STMICROELECTRONICS	
Prénoms			
Forme juridique		Société Anonyme	
N° SIREN		13 4 1 4 5 3 8 6	
Code APE-NAF		13 2 1 B	
Adresse	Rue	29 Boulevard Roin	
	Code postal et ville	92120 MONSIEUR	
Pays		FRANCE	
Nationalité		FRANCAIS	
N° de téléphone (facultatif)			
N° de télécopie (facultatif)			
Adresse électronique (facultatif)			



BREVET D'INVENTION CERTIFICAT D'UTILITÉ

REQUÊTE EN DÉLIVRANCE 2/2

REMISE DES PIÈCES DATE 18 OCT 2002 LIEU 13 INPI MARSEILLE N° D'ENREGISTREMENT 0212959 NATIONAL ATTRIBUÉ PAR L'INPI	
Vos références pour ce dossier : (facultatif)	
6 MANDATAIRE	
Nom	MARCHAND
Prénom	André
Cabinet ou Société	OMNIPAT
N° de pouvoir permanent et/ou de lien contractuel	
Adresse	Rue
	Code postal et ville
N° de téléphone (facultatif)	13100 AIX EN
N° de télécopie (facultatif)	04.42.99.06.60
Adresse électronique (facultatif)	04.42.99.06.69
7 INVENTEUR (S)	
Les inventeurs sont les demandeurs	
<input type="checkbox"/> Oui <input checked="" type="checkbox"/> Non Dans ce cas	
8 RAPPORT DE RECHERCHE	
Uniquement pour une	
Établissement immédiat ou établissement différé	
<input checked="" type="checkbox"/>	
<input type="checkbox"/>	
Paiement échelonné de la redevance	
Paiement en deux versements	
<input type="checkbox"/> Oui <input checked="" type="checkbox"/> Non	
9 RÉDUCTION DU TAUX DES REDEVANCES	
Uniquement pour les	
<input type="checkbox"/> Requête pour la première	
<input type="checkbox"/> Requête antérieure	
pour cette invention	
Si vous avez utilisé l'imprimé «Suite», indiquez le nombre de pages jointes	
10 SIGNATURE DU DEMANDEUR OU DU MANDATAIRE (Nom et qualité du signataire) MARCHAND André - CPI-N° 95 0303 OMNIPAT	

La loi n°78-17 du 6 janvier 1978 relative à l'informatique, aux fichiers et aux bases de données.
Elle garantit un droit d'accès et de rectification pour les données vous concernant.

DB 549 W/190600	
100195 FR	
24 Place des Martyrs de la Résistance 13100 AIX EN PROVENCE	
04.42.99.06.60	
04.42.99.06.69	
une désignation d'inventeur(s) séparée	
le de brevet (y compris division et transformation)	
ts, uniquement pour les personnes physiques	
es physiques	
pour cette invention (joindre un avis de non-imposition)	
dépôt (joindre une copie de la décision d'admission de sa référence) :	
VISA DE LA PRÉFECTURE OU DE L'INPI	

Les s'applique aux réponses faites à ce formulaire.
Après de l'INPI.

OSCILLATEUR CONTRÔLE EN TENSION COMPENSATION DE L'EFFET DE

COMPRENANT UN CIRCUIT DE TRAÎNEMENT EN FREQUENCE

La présente invention concerne les oscillateurs contrôlés en tension ou VCO ("Voltage Controlled Oscillator").

La présente invention concerne plus particulièrement un circuit RF comprenant un oscillateur contrôlé en tension délivrant un signal de phase pour contrôler une boucle à verrouillage de phase, un circuit de modulation recevant le signal RF et délivrant un signal modulé comprenant au moins une composante harmonique RF susceptible de perturber l'oscillateur contrôlé en tension par effet d'accrochage en fréquence.

Dans les circuits radiofréquence utilisant des VCO, les phénomènes de fuite de signaux harmoniques dégradent les performances des VCO en raison d'un effet d'accrochage en fréquence généralement appelé "injection locking" ou "injection lock".

La présente invention vise la suppression, à tout le moins la diminution, de l'effet d'accrochage en fréquence dans les VCO.

Pour fixer les idées, une application classique d'un circuit RFCT dans le domaine de la radiotéléphonie. On distingue dans cette figure un circuit RFCT comprenant un VCO, un circuit formant une boucle à verrouillage de phase ou PLL ("Phase Locked Loop") et un circuit de modulation TXCT.

Le VCO délivre au circuit de modulation TXCT une tension V_1 dont la fréquence F_1 est contrôlée par le circuit PLL. Le circuit PLL comprend à cet effet un diviseur de fréquence par N qui reçoit en entrée la tension V_1 et qui délivre un signal de fréquence F_1/N sur une entrée d'un comparateur de phase PCOMP. Le

comparateur de phase reçoit la fréquence de référence F_{REF} . Cette fréquence est, par exemple, délivrée par un diviseur de fréquence dont l'entrée est reliée à un oscillateur. Le comparateur délivre un signal appliqué sur une entrée de l'intermédiaire d'un filtre passe bande déterminée. Le signal en fréquence et en phase est

10 $N/M \cdot F_{REF}$.

Le circuit TXCT est ici un circuit de données par modulation en quadrature) prévu par exemple

15 Le circuit TXCT reçoit un signal analogique S_x et le signal RFS_x destiné à être modulé en phase au moyen de la quadrature.

20 Le circuit TXCT comprend une entrée reçoit le signal V_{REF} une porteuse F_{RF} de modulation. K étant généralement égal à 4. Le signal S_x est numérisé par un convertisseur de données modem codeur CODEM puis traité par un processeur IQGEN. Le processeur délivre deux signaux en phase I et Q en quadrature. Le signal I est appliqué à l'entrée d'un mélangeur IMIX et le signal Q est appliqué à l'entrée d'un mélangeur QMIX. Le mélangeur IMIX reçoit sur une autre entrée la porteuse F_{RF} et le mélangeur QMIX reçoit sur une autre entrée la porteuse F_{RF} déphasée de 90° . Les sorties des mélangeurs IMIX et QMIX sont appliquées à un additionneur IQAD qui

35 ~~IMIX, QMIX sont appliquées à un additionneur IQAD qui délivre le signal modulé~~

une autre entrée une fréquence F_{REF} est par exemple $M \cdot F_{REF}$ dont l'entrée est reliée à un oscillateur quartz. La sortie du diviseur de fréquence F_{REF} est appliquée à l'entrée du contrôleur V_{CONT} qui est relié au contrôleur du VCO par une boucle LOOPF ayant une fréquence F_L est ainsi asservie. La fréquence F_L est égale à

Le circuit de transmission est un circuit de transmission en IQ (modulation PM en quadrature) prévu par exemple pour un téléphone mobile.

Le circuit reçoit en entrée un signal S_x et le signal du VCO, et délivre un signal modulé à une antenne RF, qui délivre deux signaux I et Q en

diviseur par K DIVK dont la sortie délivre la fréquence F_{RF} étant égale à F_L/K , K étant généralement égal à 4. Le signal S_x est numérisé par un convertisseur de données modem codeur CODEM puis traité par un processeur IQGEN. Le processeur délivre deux signaux en phase I et Q en quadrature. Le signal I est appliqué sur l'entrée d'un mélangeur IMIX et le signal Q est appliqué sur l'entrée d'un mélangeur QMIX. Le mélangeur IMIX reçoit sur une autre entrée la porteuse F_{RF} et le mélangeur QMIX reçoit sur une autre entrée la porteuse F_{RF} déphasée de 90° . Les sorties des mélangeurs IMIX et QMIX sont appliquées à un additionneur IQAD qui

~~Le signal RFS_x est~~

appliqué à un amplificateur de sortie RFAMP dont la sortie forme la sortie du circuit de transmission TXCT.

Le signal S_x contient généralement des données à transmettre, par exemple une information binaire codée, et présente un spectre de fréquences représentatif du schéma de modulation prévu par la norme en oeuvre (par exemple GMSK en GSM). En considérant par titre d'exemple que le signal S_x est une tonalité unique ("single tone"), le circuit IQGEN délivre aux deux sinusoides pures en quadrature $I = \cos(F_{BB})$ et $Q = \sin(F_{BB})$. Le résultat de la modulation de phase IQ est dans ce cas une tonalité unique de fréquence $F_{RF} + F_{BB}$. La composante image $F_{RF} - F_{BB}$ est supprimée par la modulation en quadrature, et est supprimée.

En raison d'imperfections dans le circuit de modulation, ou "non-linéarité", le signal de sortie comporte une composante utile $H1$ de fréquence $F_{RF} + F_{BB}$, des harmoniques $H2, H3, H4, \dots$. Parmi ces composantes, l'une au moins est proche de la fréquence d'oscillation $F1$ du VCO. Il s'agit de la première harmonique $H1$ (composante utile) lorsque le diviseur DIVK n'existe pas ou présente une valeur de division égale à 1 ($K=1$), de la deuxième harmonique $H2$ lorsque le diviseur DIVK est un diviseur par deux ($K=2$) ou de la quatrième harmonique $H4$ lorsque le diviseur DIVK est un diviseur par quatre ($K=4$). Quand $K=4$, la quatrième harmonique $H4$ est en effet à $2F_{RF} + 2F_{BB}$ et est très proche de la fréquence de base $F1$ du VCO car la fréquence de base F_{BB} est faible devant la porteuse F_{RF} , quelques GigaHertz. De même, la quatrième harmonique $H4$ présente une fréquence de $4F_{RF} + 4F_{BB}$ qui est proche de la fréquence centrale $F1$ du VCO.

Il est connu que l'existence involontaire de cette composante harmonique dans le signal de sortie du VCO, par divers chemins parasites, dégrade les performances du VCO.

Diverses méthodes sont utilisées pour pallier cet inconvénient.

Il est ainsi connu de réaliser le VCO sur un substrat distinct de celui du circuit TXCT de modulation de phase IQ. Ce circuit TXCT est agencé dans un coffret blindé et comporte des moyens de connexion au circuit TXCT qui sont équipés de barrières d'isolement empêchant les harmoniques du circuit TXCT de "remonter" jusqu'au VCO. De telles barrières comprennent généralement des filtres, des connecteurs de type "balun", des isolateurs, des circuits tampons... et doivent être placés dans tous les chemins de conduction reliant le circuit TXCT, y compris les chemins d'alimentation, à la solution est toutefois complexe à mettre en œuvre et revient cher, ce qui se reflète sur le prix de revient des terminaux mobiles.

D'autres méthodes reposent sur la prévision d'une architecture de circuit dans laquelle le VCO est protégé des harmoniques parasites.

Ainsi, les systèmes hétérodynes utilisent plusieurs étages de mélange, et un étage de prémodulation utilisant une fréquence intermédiaire IF. Dans l'étage de sortie, la fréquence du signal modulé est nettement décalée relativement à la fréquence propre du VCO, et les harmoniques du VCO sont des harmoniques de bas rang qui sont fortement atténuées.

Les systèmes hétérodynes présentent toutefois l'inconvénient de nécessiter l'emploi d'au moins deux étages de mélange et des filtres supplémentaires, et sont donc coûteux et encombrants.

Une autre solution pour éviter l'effet d'accrochage en fréquence consiste à utiliser une boucle de recopie dans les VCO. Une telle boucle de recopie permet

d'obtenir des fréquences
à la fréquence centrale
de sa bande passante
boucle). Toutefois, cet-
5 l'emploi de plusieurs VCO
moins.

Diverses architectures
ou de VCO peu sensib-
fréquence sont décrites
10 63211074, US 5144260, US

La présente invention
différent pour suppr-
d'accrochage en fréquence
et peu coûteux à mettre
15 bons résultats dans un c-
qu'un seul VCO, qu'il s'agisse
de phase IQ ou d'un circuit
encore d'un circuit
d'amplitude.

Pour atteindre cet
repose sur une étude
perturbation intervenant
plus loin. Au terme de ce-
plus en détail par la suite
25 d'accrochage en fréquence
dans le VCO d'une bande
multiples chemins par la
fonction de transfert,
signaux parasites. Ces
30 les uns aux autres et
résultant unique qui
vectorielle des signaux.

On a également pu
résultant est la cause
35 perturbations attribuables
fréquence, et que son
atténuation dans les

fréquences décalées par rapport
et se trouvant en dehors
nécessaire par le filtre de
ion nécessite également
également de trois VCO au

Circuits de modulation RF
l'effet d'accrochage en
nt dans les brevets US

un procédé tout à fait
inon limiter l'effet
des VCO, qui soit simple
et qui puisse offrir de
la modulation n'utilisant
un circuit de modulation
modulation d'amplitude ou
modulation de phase et

la présente invention
die des mécanismes de
VCO, qui sera décrite
le, et comme cela sera vu
pu conclure que l'effet
imputable à l'injection
parasite qui traverse de
ent chacun leur propre
ainsi une pluralité de
parasites s'additionnent
le un signal parasite
résultat de la somme

que le signal parasite
de toutes les formes de
l'effet d'accrochage en
à tout le moins son
possible, permet de

supprimer l'effet d'accrochage en fréquence, à tout le moins de le diminuer d'une manière suffisante au regard des spécifications attendues d'un circuit de modulation RF.

5 Ainsi, l'idée de la présente invention est d'injecter volontairement dans un VCO un signal parasite qui a la même amplitude que le signal parasite résultant injecté involontairement mais qui se trouve en opposition de phase avec celui-ci, de telle sorte que la somme
10 vectorielle du signal parasite résultant injecté involontairement et du signal parasite injecté volontairement est égale à 0. Un tel signal parasite injecté volontairement forme un signal de compensation selon l'invention qui neutralise l'effet d'accrochage en
15 fréquence dans un VCO.

 Une autre idée de la présente invention est de générer le signal de compensation en prélevant l'harmonique perturbatrice dans le circuit de modulation lui-même, en un point riche en harmonique, puis en
20 appliquant cette harmonique à un circuit de contrôle d'amplitude et de phase afin de délivrer le signal de compensation.

 Plus particulièrement, la présente invention concerne un procédé pour stabiliser le fonctionnement
25 d'un oscillateur contrôlé en tension piloté par une boucle à verrouillage de phase, l'oscillateur contrôlé en tension délivrant un signal RF et recevant par l'intermédiaire d'au moins un chemin parasite une
 composante harmonique de fréquence égale ou proche de
30 celle du signal RF émis, susceptible de perturber le fonctionnement de l'oscillateur contrôlé en tension par effet d'accrochage en fréquence, comprenant
 l'injection, dans l'oscillateur contrôlé en tension, d'un
 signal de compensation pour l'effet d'accrochage en
35 fréquence, dont la phase et l'amplitude sont ajustées de manière à neutraliser les effets perturbateurs de la composante harmonique.

Selon un mode de réalisation, le signal de compensation est ajusté en amplitude et en phase de manière à présenter une amplitude sensiblement égale à l'amplitude d'un signal parasite résultant de l'injection involontaire dans l'oscillateur contrôlé en tension, par au moins un chemin parasite, de la composante harmonique perturbatrice, et une phase opposée à celle du signal parasite.

10 Selon un mode de réalisation, le procédé comprend l'injection non symétrique, en un point de l'oscillateur contrôlé en tension, d'un signal de compensation ayant une composante unique.

15 Selon un mode de réalisation, le procédé comprend l'injection d'un signal de compensation ayant deux composantes, et l'injection non symétrique de ces composantes en deux points différents de l'oscillateur contrôlé en tension.

20 Selon un mode de réalisation, le procédé comprend l'injection d'un signal de compensation ayant deux composantes en opposition de phase, et l'injection de ces deux composantes en deux points différents de l'oscillateur contrôlé en tension.

25 Selon un mode de réalisation, le signal de compensation est généré à partir d'au moins une composante harmonique présente dans le circuit de modulation.

30 Selon un mode de réalisation, le signal de compensation est généré à partir d'au moins une composante harmonique présente dans un amplificateur d'un circuit de modulation qui émet la composante harmonique perturbatrice.

35 Selon un mode de réalisation, le signal de compensation est généré à partir d'une composante harmonique produite par un circuit de génération d'harmonique.

Selon un mode de réalisation, la phase du signal de compensation est ajustée à l'aide d'un circuit déphaseur.

Selon un mode de réalisation, l'amplitude du signal de compensation est ajustée au moyen d'un circuit atténuateur comprenant des résistances ou des capacités ajustables ou une combinaison de ces éléments.

5 Selon un mode de réalisation, l'amplitude et la phase du signal de compensation sont ajustées au moyen d'un groupe d'au moins deux circuits atténuateurs dont les sorties sont additionnées.

10 Selon un mode de réalisation, l'amplitude et la phase du signal de compensation sont ajustées au moyen d'un groupe de circuits atténuateurs ayant leurs sorties additionnées et recevant en entrée des signaux en quadrature de phase issus d'une composante harmonique perturbatrice.

15 Selon un mode de réalisation, l'amplitude et la phase du signal de compensation sont ajustées au moyen d'un groupe de circuits atténuateurs ayant leurs sorties additionnées et recevant en entrée des signaux en quadrature de phase et de phase en opposition de phase
20 issus de la composante harmonique perturbatrice.

Selon un mode de réalisation, les signaux en quadrature de phase et en opposition de phase sont générés au moyen d'un diviseur de phase comprenant un pont équilibré de résistances et de capacités qui est peu
25 sensible à la température.

Selon un mode de réalisation, le circuit atténuateur comprend des capacités ajustables électriquement ou des résistances ajustables électriquement qui sont ajustées
30 par des signaux analogiques ou des données numériques d'ajustage.

Selon un mode de réalisation, les données numériques d'ajustage sont stockées dans une mémoire.

..... Selon un mode de réalisation, le signal de compensation est injecté dans le signal d'un composant
35 actif de l'oscillateur à la fréquence de résonance.

Selon un mode de réalisation, le signal de compensation est injecté dans la borne d'un composant passif de l'oscillateur contrôlé en tension.

Selon un mode de réalisation, le signal de compensation est injecté par couplage inductif.

La présente invention concerne également un circuit RF comprenant un oscillateur contrôlé en tension délivrant un signal RF susceptible à verrouillage de phase pour contrôler l'oscillateur contrôlé en tension, un circuit de modulation recevant le signal RF et délivrant un signal modulé comprenant au moins une composante harmonique d'ordre égale ou proche de celle du signal RF délivré par l'oscillateur contrôlé en tension, la composante d'ordre n étant susceptible de perturber le fonctionnement de l'oscillateur contrôlé en tension par effet d'accrochage en fréquence, le circuit RF comprenant un circuit de compensation de l'effet d'accrochage en fréquence recevant une entrée recevant au moins la composante n de la perturbation et des moyens pour modifier l'amplitude et l'amplitude de la composante harmonique n pour délivrer un signal de compensation de l'effet d'accrochage en fréquence, et des moyens d'injection du signal de compensation dans l'oscillateur contrôlé.

Selon un mode de réalisation, le circuit de compensation est ajusté en amplitude et en phase de manière que le signal de compensation injecté dans l'oscillateur contrôlé présente une amplitude sensiblement égale à l'amplitude d'un signal parasite résultant de l'injection de la composante n dans l'oscillateur contrôlé en tension, par un chemin parasite, de la composante harmonique n de la perturbation, et une phase opposée à celle du signal parasite.

Selon un mode de réalisation, le circuit de compensation est un circuit électrique qui délivre un signal de compensation à une composante unique qui

est injectée en un point de tension.

Selon un mode de compensation est un circuit qui délivre un signal de compensation à injectées en deux points contrôlé en tension.

Selon un mode de compensation est un circuit qui délivre un signal de compensation en opposition de phase qui diffèrents de l'oscillateur.

Selon un mode de compensation reçoit en entrée un signal prélevée dans le circuit de l'oscillateur.

Selon un mode de compensation reçoit en entrée un signal prélevée dans un amplificateur de modulation.

Selon un mode de compensation reçoit en entrée un signal délivrée par un circuit de l'oscillateur distinct du circuit de modulation.

Selon un mode de compensation comprend un circuit de déphasage pour modifier la phase de la composante harmonique.

Selon un mode de compensation comprend un circuit de déphasage recevant la composante harmonique et délivrant deux signaux en quadrature de phase.

Selon un mode de compensation comprend un circuit de déphasage recevant la composante harmonique et délivrant des signaux en quadrature de phase.

Selon un mode de compensation comprend un pont équilibré qui est peu sensible à la variation de la tension.

oscillateur contrôlé en tension.

en, le circuit de compensation qui délivre un signal de compensation à injectées en deux points de l'oscillateur contrôlé en tension.

en, le circuit de compensation qui délivre un signal de compensation en opposition de phase qui diffèrents de l'oscillateur contrôlé en tension.

en, le circuit de compensation reçoit en entrée un signal prélevée dans le circuit de l'oscillateur.

en, le circuit de compensation reçoit en entrée un signal prélevée dans un amplificateur de modulation.

en, le circuit de compensation reçoit en entrée un signal délivrée par un circuit de l'oscillateur distinct du circuit de modulation.

en, le circuit de compensation comprend un circuit de déphasage pour modifier la phase de la composante harmonique.

en, le circuit de compensation comprend un circuit de déphasage recevant la composante harmonique et délivrant deux signaux en quadrature de phase.

en, le circuit de compensation comprend un circuit de déphasage recevant la composante harmonique et délivrant des signaux en quadrature de phase.

le circuit de déphasage recevant la composante harmonique et délivrant des signaux en quadrature de phase.

en, le circuit de compensation comprend un pont équilibré qui est peu sensible à la variation de la tension.

Selon un mode de réalisation, le circuit de compensation comprend au moins un circuit atténuateur pour modifier l'amplitude de la composante harmonique reçue en entrée.

- 5 Selon un mode de réalisation, le circuit atténuateur comprend des résistances et/ou des capacités ajustables ou une combinaison de ces éléments.

- 10 Selon un mode de réalisation, le circuit RF comprend un groupe d'au moins deux circuits atténuateurs dont les sorties sont additionnées pour contrôler la phase et l'amplitude du signal de compensation.

- 15 Selon un mode de réalisation, le circuit RF comprend un groupe de circuits atténuateurs ayant leurs sorties additionnées et recevant en entrée des signaux en quadrature de phase issus de la composante harmonique perturbatrice.

- 20 Selon un mode de réalisation, le circuit RF comprend un groupe de circuits atténuateurs ayant leurs sorties additionnées et recevant en entrée des signaux en quadrature de phase et en opposition de phase issus de la composante harmonique perturbatrice.

- 25 Selon un mode de réalisation, un circuit atténuateur comprend des capacités électriquement ou des résistances ajustables, qui sont ajustées par des signaux analogiques ou numériques par un convertisseur numérique/analogique.

- 30 Selon un mode de réalisation, des données numériques d'ajustage des capacités du circuit atténuateur sont stockées dans des cellules mémoire et sont appliquées au convertisseur numérique/analogique.

Selon un mode de réalisation, le signal de compensation est injecté en borne d'un composant actif de l'oscillateur à haute tension.

- 35 Selon un mode de réalisation, le signal de compensation est injecté en borne d'un composant passif de l'oscillateur à haute tension.

Selon un mode de réalisation des moyens d'injection du signal de compensation, on peut utiliser une inductance d'injection couplée à une bobine de l'oscillateur contrôlé en tension.

- 5 Ces objets, caractérisés par les avantages ainsi que d'autres de la présente invention, seront exposés plus en détail dans la description et de divers modes de réalisation de circuits de compensation et de réalisation, faite à titre non limitatif en relation avec les figures jointes parmi lesquelles :
- 10 - la figure 1 représente un schéma de modulation de phase IQ classique comportant un oscillateur contrôlé en tension,
- 15 - la figure 2A est le schéma d'un modèle théorique d'oscillateur contrôlé en tension utilisé pour analyser un phénomène de saut de fréquence,
- la figure 2B est le schéma d'un modèle théorique d'oscillateur contrôlé en tension utilisé pour analyser un phénomène de bruit et de parasitage,
- 20 - la figure 3 représente les sauts de fréquence apparaissant dans un oscillateur contrôlé en tension en présence d'un signal parasite,
- la figure 4 représente les sauts de fréquence en fonction de la phase du parasite arrivant dans le cœur du VCO,
- la figure 5A représente le spectre de fréquences d'un signal délivré par le circuit de modulation de phase IQ de la figure 1 lorsqu'un signal parasite est appliqué en entrée en quadrature,
- 30 - la figure 5B représente le spectre de fréquences d'un signal présent dans l'oscillateur contrôlé en tension de la figure 1,
- les figures 6A et 6B sont des représentations vectorielles illustrant l'apparition d'une fréquence image et de sa suppression représentée en figure 5B,

- la figure 7 représente un schéma de réjection d'un signal parasite présent sur un oscillateur contrôlé en tension de la figure 1,
- la figure 8 représente schématiquement un oscillateur contrôlé en tension comprenant un circuit de compensation selon l'invention,
- la figure 9 est le schéma électrique partiel d'un oscillateur contrôlé en tension classique, sur lequel sont repérés des points de connexion d'un signal de compensation selon l'invention.
- la figure 10 représente schématiquement de blocs un premier mode de réalisation d'un circuit de compensation, selon l'invention,
- la figure 11 est le schéma électrique d'un élément de contrôle de phase représenté sous forme de bloc en figure 10,
- la figure 12 est le schéma électrique d'un élément de contrôle d'amplitude représenté sous forme de bloc en figure 10,
- la figure 13 représente schématiquement de blocs un second mode de réalisation d'un circuit de compensation selon l'invention,
- la figure 14 est le schéma électrique d'un générateur de signaux en quadrature représenté sous forme de bloc en figure 13,
- la figure 15 est le schéma électrique d'un élément de contrôle d'amplitude représenté sous forme de bloc en figure 13,
- la figure 16 est un diagramme de phase illustrant le fonctionnement du circuit de compensation de la figure 13,
- la figure 17 représente schématiquement de blocs un troisième mode de réalisation d'un circuit de compensation selon l'invention,
- la figure 18 est le schéma électrique d'un générateur de signaux en quadrature représenté sous forme de bloc en figure 17, et

- la figure 19 est le schéma bloqué d'un élément de contrôle d'amplitude représenté sous forme de bloc en figure 17.

Fondements expérimentaux et théoriques de

5 l'invention

Comme exposé plus haut, l'objet de la présente invention est d'injecter dans le VCO un signal de compensation qui neutralise en phase et en amplitude un signal parasite résultant équivalent comme vectorielle des
10 signaux parasites incidents dans d'une composante harmonique délivrée par un circuit de modulation.

Avant de décrire des exemples de réalisation de circuits de compensation destinés à générer un tel signal de compensation, on va brièvement décrire
15 diverses observations expérimentales, études théoriques et hypothèses ayant conduit à la présente invention.

Les dégradations causées par l'effet d'accrochage en fréquence se traduisent par deux phénomènes distincts. On distingue d'une part des sauts de fréquence instantanés
20 dans le VCO, et d'autre part une modulation parasite entraînant une erreur de fréquence constante et des raies parasites dans le spectre des fréquences du VCO. Il convient de démontrer que ces deux phénomènes ont une cause unique prenant la forme d'un signal parasite unique
25 ayant une amplitude et une phase déterminées, et qu'ils sont mutuellement corrélés en terme de phase et d'amplitude du signal parasite qu'ils engendrent.

Des observations expérimentales et des études théoriques
30 et des simulations informatiques ont combinés ces deux phénomènes ont été combinés et ont permis de démontrer que ces deux phénomènes sont corrélés.

Dans la description qui va suivre, on se référera à l'exemple de circuit de modulation TXCT décrit en relation avec la figure 1. Le coefficient K du diviseur est supposé égal à 2. C'est la deuxième harmonique H2 du signal RFAMP qui est la composante la plus proche de la fréquence centrale du VCO.

Modélisation d'un VCO

Conformément à une isé et comme illustré
 sur les figures 2A, 2B, et être modélisé sous
 forme de deux éléments A boucle fermée, A étant
 la partie active du VCO, par un amplificateur
 de transconductance de B étant la partie
 réactive du VCO, modélisée par une résistance, une
 capacité et une inductance en parallèle, soit une
 impédance $F(\omega)$ de valeur

10

$$(1) F(\omega) = (1/R + j\omega L + 1/j\omega C)^{-1}$$

A l'équilibre du VCO (c
 2A), l'équation de la bou

SWP ouvert en figure
 s'écrit :

15

$$(2) V_1 = F(\omega)$$

soit :

$$(3) V_1 = F(\omega)$$

20

Pour que des conditions de relation stable soient
 obtenues, il faut que la fréquence centrale ω_1 du VCO
 soit égale à :

25

$$(4) \omega_1 = \omega_0$$

Il en découle que : $G_i =$

30 Premier phénomène perturbant la fréquence dans le VCO

Un premier phénomène affectant des performances
 du VCO en présence d'un parasite est un décalage
 de la fréquence centrale. Le signal parasite
 apparaît quand les diodes du circuit de
 modulation sont activés, schématisé en figure
 2A par la fermeture d'un interrupteur SWP. La fréquence
 centrale F_1 est alors décalée vers une fréquence F_2 de

pulsation ω_2 et le décalage de fréquence ΔF peut s'écrire :

$$(5) \Delta F = \frac{1}{2} \omega_2 \pi$$

5

Lorsque le VCO est associé à un circuit PLL, comme illustré en figure 1, le saut de fréquence est compensé par le circuit PLL qui ramène le VCO sur sa fréquence centrale originelle. Le décalage en fréquence se traduit alors par des sauts de fréquence instantanés $\Delta F(t)$.

Ce phénomène a été observé en appliquant aux circuits mélangeurs IMIX des impulsions de tension. La fréquence F_{BB} de la porteuse de base est alors nulle et l'harmonique H2 du signal RF est égale à la fréquence propre F1 du VCO :

$$(6) K=2 \text{ et } F_{BB}=0 \Rightarrow H2 = 2F_{RF} = F1$$

20

Comme illustré en figure 2, on observe alors que la tension V1 délivrée par le VCO présente des sauts de fréquence à chaque impulsion émise par les canaux IQ. Les sauts de fréquence sont dus à la variation instantanée des chemins parasites et le verrouillage de la fréquence d'origine par la boucle à verrouillage de phase. Les sauts de fréquence sont dus à la variation instantanée des chemins parasites et le verrouillage de la fréquence d'origine par la boucle à verrouillage de phase.

25

appliquées aux canaux I et Q.

~~l'amplitude du signal de~~

~~l'harmonique perturbatrice H2~~

30

Les sauts de fréquence sont caractérisés mathématiquement en référence au signal plus haut et représenté en figure 3. Le signal parasite a pour expression $V_p e^{j\omega_p t}$ et présente une amplitude V_{sp} et une phase ϕ .

35

est la suivante :

$$(7) V1 = V1 G e^{j\omega_p t}$$

En considérant maintenant le signal parasite est la tension de sortie V_1 du VCO qui est réinjectée dans le cœur du VCO par un chemin qui a une fonction de transfert $\alpha e^{j\varphi}$, lorsque le diviseur SWP est fermé, l'équation de boucle peut s'écrire :

$$(8) \quad V_1 = V_1 G \quad V_1 \propto e^{j\varphi}$$

10 avec :

$$(9) \quad \alpha = \dots$$

En exprimant la fonction de transfert parasite en coordonnées cartésiennes :

$$(10) \quad b = \dots$$

$$(11) \quad d = \dots$$

20 on peut trouver le terme ω_2 en traitant l'équation de boucle :

$$(12) \quad \omega_2 = 1/2 [d / (1-b)RC + \dots (1-b)RC)^2 + 4/LC]$$

25 Ainsi, il apparaît que le terme "d" est nul et que la pulsation ω_2 est égale à la phase du signal réinjecté est nulle par rapport à la phase de la tension V_1 ($\varphi=0$). Dans ce cas le saut de fréquence ΔF est nul. Si au contraire $\varphi = 90^\circ$ (phase du signal parasite) alors $b=0$, $d=\alpha$ et :

$$(13) \quad \omega_2 = 1/2 [\alpha / RC + \dots + 4/LC]$$

soit :

35

$$(14) \quad \Delta F = [1/2 [\alpha / RC + \dots + 4/LC] - \omega_1] / 2\pi$$

Ces relations entre la phase du signal perturbateur ont été confirmées par des simulations informatiques faites à partir du modèle de VCO. En simulant l'injection dans le VCO d'un signal parasite à phase variable, on a pu tracer une courbe telle que celle représentée en figure 4. Il apparaît sur cette figure que la fréquence centrale F_1 du VCO présente des écarts variant entre deux maxima $+\Delta F_{\max}$ et $-\Delta F_{\max}$ en fonction de la phase ϕ du signal parasite, et présente une valeur nulle lorsque la phase du signal parasite est nulle.

En définitive, les équations permettant de caractériser les sauts de fréquence sont confirmées par les constatations expérimentales ainsi que par les simulations informatiques. On conclut donc en ce qui concerne les sauts de fréquence qu'il existe une correspondance exacte entre les caractéristiques électriques (amplitude et phase) du signal parasite qui entre dans le cœur du VCO et les sauts de fréquence perturbateur.

Second phénomène perturbateur : les parasites dans le spectre de fréquences du VCO :

Ce phénomène est mis en évidence en appliquant par exemple sur le canal I et le canal Q deux sinusoïdes pures de fréquence F_{BB} en quadrature de phase. Comme représenté en figure 5A, il apparaît à la sortie du circuit TXCT un signal H1 dont la fréquence centrale unique, de fréquence $F_{RF} + F_{BB}$ (composante H_1), apparaît également des harmoniques H2, H3... On voit donc également, des

~~traces de la porteuse F_{RF} et de la porteuse du signal image~~

~~$F_{RF} - F_{BB}$ qui est neutralisé ou qui est atténué par la de~~

modulation de phase en quadrature.

K étant ici égal à 2, la fréquence H2 est la composante du signal modulé la plus proche de la fréquence centrale F_1 du VCO. Cette harmonique de fréquence $2F_{RF} + 2F_{BB}$, soit $F_1 + 2F_{BB}$, est injectée dans le VCO par des chemins parasites. En analysant la sortie du VCO au moyen d'un analyseur de spectre, on voit apparaître, en sus du signal de fréquence F_1 , une raie

parasite SH2 de même fréquence que le harmonique H2, comme cela est illustré en figure 5.

On voit également sur la figure 5, à gauche de la fréquence centrale F_1 du VCO, le signal parasite image ISH2 de fréquence $2F_{RF} - 2F_{BB}$ (SH2).

La présence de cette image parasite peut s'expliquer d'une manière illustrée sur les figures 6A et 6B. Un VCO est un système qui, par sa nature, est limité en amplitude et fonctionne comme un oscillateur à écrêtage vis-à-vis du signal parasite. Le signal parasite injecté, de fréquence $F_1 + 2F_{BB}$, est représenté comme vectorielle d'un vecteur \vec{V}_1 de fréquence F_1 et d'un vecteur tournant ("phasor") \vec{V}_2 de fréquence $2F_{BB}$. L'amplitude du vecteur \vec{V}_1 est définie par les conditions d'oscillation du VCO et ne peut pas être dépassée. Ainsi, la composante d'amplitude du vecteur tournant de fréquence $2F_{BB}$ est supprimée par le VCO. Comme illustré en figure 6A, le mécanisme de suppression de l'amplitude d'amplitude transforme le vecteur \vec{V}_2 en un vecteur \vec{V}_2' orienté selon un axe AA' qui est perpendiculaire à un axe BB' selon lequel le vecteur \vec{V}_1 est orienté. La décomposition vectorielle de ce vecteur \vec{V}_2' donne deux vecteurs \vec{V}_3 , \vec{V}_3' d'amplitude $V_2/2$ et de phase et de fréquences respectives $2F_1$ et $2F_1 + 2F_{BB}$. Cela s'ajoute un autre phénomène dû à la présence d'un circuit PLL, qui contraint le vecteur parasite \vec{V}_3' à être en phase avec le vecteur central \vec{V}_1 du VCO. Ainsi, comme illustré en figure 6B, le vecteur résultant de la somme des deux vecteurs \vec{V}_1 et \vec{V}_3' est maintenue constante et égale à celle du vecteur central \vec{V}_1 . Elle est donc alignée avec l'axe BB' . Ce phénomène se produit dans bande passante à verrouillage de phase.

En résumé, l'existence du signal parasite ISH2 est due aux contraintes d'amplitude et de phase qui s'exercent sur le signal parasite une fois que celui-ci est injecté dans le VCO.

Ces perturbations sont représentées sur la figure 5B, sur laquelle on voit d'une part une courbe Φ_{noise} représentant le bruit engendré par l'agitation thermique dans la résistance du VCO, et d'autre part une courbe C_m représentant les variations de l'amplitude de chaque raie parasite lorsque la fréquence F_{BB} varie. La forme de la courbe C_m est décrite plus loin.

Dans des conditions réelles, les signaux I et Q dans la bande de fréquence ne sont pas des sinusoides pures mais des signaux complexes dont la fréquence instantanée varie avec la permanence à l'intérieur de la bande de fréquence. En conséquence, les deux raies parasites représentées sur la figure 5B bougent sans cesse et l'on observe une multitude de signaux parasites.

L'amplitude des deux raies parasites a été mesurée expérimentalement pour diverses valeurs de la fréquence F_{BB} des signaux I et Q. La courbe C_m représentée sur la figure 5B est représentée par la courbe C_m en figure 7, et est tracée ici pour une section de la courbe SH2, ISH2. L'axe horizontal est tracé par rapport au logarithme d'une fréquence offset off égale à la fréquence $2F_{BB}$ de la raie parasite. L'axe vertical est tracé par rapport à l'amplitude des raies parasites en dBc. Ce graphique montre que l'amplitude des raies parasites est maximum lorsque la fréquence de résonance F_{res} de la boucle de résonance du fil est égale à la fréquence de coupure du fil. La courbe C_m est modifiée par le choix de la fréquence F_{BB} et la fréquence $2F_{BB}$ augmente au-delà de la fréquence de résonance F_{res} de la boucle de résonance du fil. Les raies parasites de plus en plus nombreuses de la courbe C_m décroît également avec la fréquence F_{BB} . La bande passante du circuit est rejeté par le choix de la fréquence F_{BB} .

Il est important de noter que les observations confirment qu'il est suffisant pour évaluer les effets perturbateurs de l'harmonique de rang proche de la fréquence centrale F_1 du VCO, car la fréquence se trouve au voisinage des limites de la bande de transmission du VCO, car l'effet perturbateur des harmoniques de rang supérieur est faible en raison de la pente de 20 dB par décade.

On peut également remarquer que l'amplitude des harmoniques diminue rapidement en augmentant vers les harmoniques de rang élevé. En pratique, les circuits de modulation radio sont les plus sensibles à l'effet d'accrochage en fréquence, et les circuits dans lesquels $K=2$, par exemple, les circuits de transmission prévus pour le système Digital Cellular System). Les circuits de transmission du réseau GSM ("Global System for Mobile Communications") présentent un rapport K généralement égal à 2. Les oscillateurs contrôlés en tension sont moins sensibles à l'influence de l'harmonique de rang 4, qui est parfois gênante.

Le bruit de phase observé sur le signal de 5B peut être caractérisé de façon théorique en se référant au schéma de la figure 2B. Selon une hypothèse raisonnable, le bruit de phase naturel d'un VCO, en l'absence de signal parasite extérieur, est engendré par le bruit thermique de la résistance R du VCO (partie de la figure 2B). Le bruit de phase naturel exprimé en dBc/Hz (dBc/ signal de porteuse en décibels, soit en dBc/Hz) est donné par la relation de la fréquence centrale F_1 de la relation suivante :

$$(15) \quad 20 \log \left[\frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{V_{1rms}}{V_1} \cdot \frac{1}{(4kTR)} \right] \text{ dBc/Hz}$$

35 "V1rms" étant l'amplitude du signal (en Volt rms) du VCO en l'absence de signal parasite, k la constante

de Boltzmann, T la température
résistance de la partie réactive

En d'autres termes, le bruit
le rapport entre l'amplitude

5 l'amplitude V_{lrms} et la fréquence
travers la fonction de transfert

En considérant que le bruit
parasite injecté dans le
"Vsprms" son amplitude est

10 raisonnement similaire permet
phase Φ_{out} dû à l'injection
qui est donc plutôt maintenu
parasite) obéit à la relation

15 (16) $\Phi_{out} = 20 \log[1/2 * (V_{sprms}/V_{lrms})]$

ω_{off} étant la pulsation du
offset F_{off} ($F_{off} = 21 - 2F_{BB}$)

20 La relation (16) confirme
raie parasite en fonction de
une décroissance linéaire de
de la bande passante de la
constaté expérimentalement

25 En renversant la relation

(17) $V_{sp}(\Phi_{out}) = 2 \cdot 10^{(\Phi_{out}/20)}$

30 En mesurant le niveau
à la sortie du VCO, on peut
signal parasite (à tension
cœur du VCO.

Conclusions des
théoriques et formelles

35 En résumé, les
mathématiques confirmées
expérimentales et par de

n, et R la
ée en Ohms.

apparaît comme
thermique et
du VCO vu à

ruit est un
 désignant par
 (et rms), un
 le bruit de
 parasite (et
 eau de raie

(/R)) dBc

la fréquence
(=2)

le niveau de
offset présente
ade en dehors
e qui a été
7).

:

(6)/R) | V1

Φ_{out} en dBc

le niveau du
rant dans le

imentales et
nique

es équations
observations
nformatiques,

montrent que les deux phénomènes sont des facteurs que sont les sauts de fréquence et la modulation parasite (ou bruit de phase) sont attribués à la cause unique prenant la forme d'un signal dont l'amplitude et de phase déterminées.

En référence à la figure 1, le schéma de problème technique et un modèle du problème technique peuvent ainsi être établis comme suit : dans le circuit représenté en figure 1, les étages de modulation IQ du circuit de modulation CT modulent une porteuse F_{RF} proportionnelle à la fréquence centrale F_1 du VCO, et plus particulièrement à $F_1/2$ ($K=2$) ou à $F_1/4$ ($K=4$) selon les applications. Le signal modulé passe dans un circuit de modulation des composants réels et donc nécessairement imparfait, et présente ainsi une légère imperfection de linéarité. Le signal de sortie délivré par un circuit de sortie peut être modélisé par un problème :

$$(18) F(t) = b_0 + b_1 x(t) + b_2 x(t)^2 + b_3 x(t)^3 + b_4 x(t)^4 \dots$$

soit :

$$(19) F(t) = b_0 + H_1 x(t) + H_2 x(t)^2 + H_3 x(t)^3 + H_4 x(t)^4 + \dots$$

b_0 étant la composante continue (DC) du signal de sortie, H_1 étant la fonction de transfert utile du signal de sortie, b_1 la première harmonique du signal utile, H_2 étant la deuxième harmonique, H_3 la troisième harmonique, etc.

Des harmoniques sont créées et une harmonique au moins tombe dans la bande passante du VCO et perturbe son fonctionnement. Cette perturbation correspond à une injection de signal parasite qui perturbe le plus le VCO et se trouve le plus près de la fréquence de résonance du VCO, soit

l'harmonique H2 pour K=2 et H4 quand K=4,...

L'harmonique H2 est injectée au cœur du VCO par de multiples chemins (induction magnétique, radiations électromagnétiques, chemins passant par le substrat, chemins passant par les lignes d'alimentation électrique, ...). Leur propre fonction de transfert représente la figure 8 par des blocs SA1, SA2, ...

Quel que soit le nombre de chemins parasites, les signaux parasites H2, H3, ... existent et il existe donc un signal parasite qui est le résultat de la somme des signaux A1, A2, ... An et qui présente une phase déterminée :

On a :

Caractéristique générale de l'invention

Selon l'invention on injecte dans le VCO un signal parasite Bcomp, ayant la même amplitude que Bcomp mais en opposition de phase avec Bcomp (soit un déphasage de 180°).

Le signal Bcomp est injecté dans le circuit de compensation COMPCT. On applique en entrée un signal Bcomp. COMPCT assure l'ajustage de la phase du signal déterminé qui lui est appliqué.

signal de compensation Bcomp. Exemples de réalisation d'un circuit de compensation dans ce qui suit.

Le signal déterminé doit correspondre en fréquence à H4 dont on souhaite neutraliser l'effet. Comme cela apparaît dans la figure 1, il est avantageux que ce signal soit injecté dans le circuit COMPCT doit être injecté dans H4 dont on souhaite neutraliser l'effet. Comme cela apparaît dans la figure 1, il est avantageux que ce signal soit injecté dans le circuit COMPCT.

qui est facile à extraire des circuits de modulation aux points de l'amplificateur de sortie qui sont riches en harmoniques.

- 5 A noter qu'il peut arriver dans certaines applications, qu'un mode riche en harmoniques H2 ou H4 ne soit pas disponible ou non accessible. On réalisera dans ce cas un mode d'harmonique, en prélevant dans le circuit de porteuse
- 10 RFSx après les étages de modulation (le signal F_{RF} modulé) et en appliquant ces harmoniques aux composants non linéaires.

- Enfin, on peut injecter le point d'injection du signal dans le VCO.
- 15 Diverses options peuvent être envisagées. On se référera à titre d'exemple au schéma électrique partielle du VCO est ici de type symétrique et présente une branche VCOL ("VCO left") et une branche VCR ("VCO right") qui
- 20 fonctionnent en couple pour la génération du signal de sortie. Les points P1R, P2L, P2R, P3L, P3R d'injection du signal Bcomp sont représentés par des pointsillés.

- Le signal Bcomp peut être injecté sur des bornes de
- 25 commande de composants actifs ou sur des bases de transistors bipolaires (P1L ou P1R) par l'intermédiaire d'un couplage inductif à éviter l'introduction d'harmoniques parasites. Le signal Bcomp peut également être injecté sur les bornes de
- 30 composants passifs par exemple sur les cathodes de condensateurs C1, C2 (ou les anodes) reçoivent une tension de polarisation. L'injection du signal Bcomp peut être faite par couplage inductif, par exemple sur l'inductance d'injection Lc du VCO. Le
- 35 signal Bcomp est injecté sur les extrémités

de l'inductance L_0 étant à la masse.

- On décrira maintenant la réalisation d'un circuit de compensation. Dans ce qui suit, on supposera que le signal de compensation est affecté des effets perturbateurs de l'inductance du signal modulé délivré par la ligne.

Exemples de réalisation

- 10 La figure 10 représente un mode de réalisation d'un circuit selon l'invention. Le circuit réalise un décalage de phase 180° . La sortie du circuit est d'amplitude ATTC. Le signal Bcomp est appliqué à la partie VCOR du VCO, par exemple parmi les entrées P3L/P3R décrits plus haut.
- 20 L'harmonique $H2$ est prise au nœud de l'amplificateur de $H1$ et $H2$ (moniques et $H2$), par exemple sur un transistor bipolaires, et par un circuit visant à supprimer les harmoniques continues du signal présent sur

- Comme représenté sur le circuit PSN, le circuit comprend une source de deux cellules CELL1, CELL2, une capacité et une résistance ajustable avec un second groupe RC formé d'une résistance ajustable. La sortie de chaque cellule est coupée par un circuit PSN de phase souhaitée de l'harmonique $H2$.

prélevée avec une détermination de l'amplificateur RFAMP est délivrée par le circuit avec une phase corrigée ϕ' .

Comme représenté en figure 13, le circuit atténuateur ATTC est par exemple un pont diviseur résistif ajustable qui corrige l'amplitude de l'harmonique H2 (qui est délivrée par le Bcomp (ϕ')).

Les circuits 13A, 13B, 13C et 13D sont en cours d'une étape de test électrostatique avant leur mise en service du circuit RFCT. Les valeurs de l'amplitude sont ajustées empiriquement et appliquées aux signaux de test au circuit RFCT, pour vérifier que le VCO délivre un signal "propre" sans les parasites décrits plus haut. On a donc pu faire la mesure du possible et dans les limites admises, car une neutralisation des parasites est en pratique peu réalisable.

Ce mode de compensation selon l'invention est destiné à être mis en œuvre sous forme de circuits discrets. On décrit maintenant les figures 13 et 17 deux autres modes de réalisation du COMPCT3 du circuit de compensation sont prévus pour être préférés à celui décrit dans un circuit Intégré FET.

Les circuits 13A, 13B, 13C et 13D sont sur ces figures sont ajustés numériquement. Les valeurs d'ajustage, une fois déterminées, sont enregistrées dans un registre NVREG. Les données NVREG sont appliquées à un convertisseur numérique DAC à plusieurs voies, qui délivre des signaux analogiques à des comparateurs de type VARIAP.

Le circuit 13A est représenté en figure 13 est du type non symétrique (voir le schéma en entrée l'harmonique H2, qui est délivrée par le générateur de plus haut. Le circuit 13B est un générateur de

quadrature QGEN1 et quatre autres
IBAT1, QAT1, QBT1, IBAT2, QAT2, QBT2
convertisseur DAC. Les quatre DAC
contrôlent quatre signaux de commande
5 IB (ou I/I , soit I/I ou I/Q)
quadrature avec I) et I/Q .
La somme des quatre signaux est une
sinusoïde ayant un amplitude
résultat de la somme des quatre
10 Le générateur de fréquence
sorties distinctes, à savoir l'harmonique
l'harmonique H2 est déphasée de
déphasée de $+45^\circ$ par rapport à
IBAT1 tandis que l'harmonique H2
15 appliquée aux atténuateurs
atténuateurs IAT1, IBAT1, QAT1, QBT1
un signal Bcomp1 est appliqué à
VCO, sur l'un des deux points
décrit plus haut. Les signaux
20 QBAT1 sont additionnés à
est appliquée à la commande
d'injection PIR, En outre, le signal
Comme illustré sur la figure 18, le
quadrature QGEN1 est déphasé de
25 déphase l'harmonique H2
parallèle avec la commande
de -45° .

Comme illustré sur la figure 18, les
IAT1, IBAT1, QAT1, QBT1 sont
30 capacitif formé par une capacité
chacune par une capacité
délivre un signal de commande
contrôle de ces éléments sont
capacités VARIOP sont illustrées
35 ne sera pas décrit plus en détail.
La figure 18 illustre les quatre
cadrons illustrant les quatre

signaux IAT1, IBAT1, QAT1, QBT1
sorties du convertisseur DAC
signaux purs qui sont
sinusoïde en phase avec I,
sinusoïde en phase avec Q
de 180°). La somme des quatre
sinusoïdes est une nouvelle
sinusoïde qui est le signal
signaux.

Le signal de commande, sur deux
points de $+45^\circ$ et -45°
l'harmonique H2 est appliquée
points IAT1 et IBAT1 et
points QAT1 et QBT1 est
sorties des atténuateurs
pour former le VCOL du
le VCOL du P3L ou P3L
points IBAT1 et IBAT1
Bcomp2 qui est appliqué
des points de commande

générateur de fréquence
le RC qui est appliqué
le CR en phase avec
l'harmonique H2

atténuateur de commande
diviseur de commande
pilotées par les quatre
laquelle est appliquée
essaire au contrôle
réalisation des quatre
de l'art et de la science
ité. Les quatre signaux
à quatre phases et
phase et

de 90° et 270° aux apertures des deux aux atténuateurs QAT2 et IBAT2.

Les premières entrées des atténuateurs IAT2, IBAT2, QAT2, QBAT2 sont alimentées par un signal Bcomp1 qui est appliqué à la partie VCO, en un point d'injection qui est le point de sortie des atténuateurs IAT2 et IBAT2. Les sorties QBAT2 sont additionnées pour le signal en opposition de phase avec Bcomp1 qui est pris à la partie VCOL du VCO, en un point d'injection qui est le point de sortie.

Comme illustré sur la figure 1, le générateur QGEN2 comprend un pont constitué de résistances, dans lequel les résistances sont de procédés (variables) et de procédés (variables) avec le procédé de mesure de la phase de 90° entre chacune des sorties du pont soit la variation des résistances avec la température ou avec la fréquence de travail.

Le générateur QGEN2 est réalisé sous forme de filaire P, et encore plus les effets de variation de température et de fréquence de travail.

Comme illustré sur la figure 2, l'atténuateur IAT1, IBAT1, QAT1 et IBAT1 est un diviseur de tension à quatre sorties, formé par trois résistances.

Chacune des quatre sorties est pilotée par une tension de polarisation.

La tension de polarisation est contrôlée par des tensions de commande ajustables VARICAP, et sera pilotée par une tension de commande.

La première capacité est pilotée par la première entrée de commande.

La deuxième capacité est pilotée par la deuxième entrée de commande et la troisième capacité est pilotée par la troisième entrée de commande.

Le circuit est basé sur le principe au circuit VCO, et offre comme avantage

5 variations de fréquence plus précis.

Il est possible de présenter diverses variantes et une quadrature active. Egalement, des circuits peuvent être

Bien que l'on ne puisse décrire un circuit perturbateurs quatrième rang, de la présente invention K pouvant être fréquence

20 considérés les calculs théoriques neutraliser les signaux d'origine unique, présente

25 soit que l'on considère de circuit perturbateurs de (par exemple, gain variable) pour

30 compenser d'origine de compensation de deux signaux indépendants

35 additionnels

Enfin, qui précède

amplitude du ire dans son ut, et offre sensible aux d'être plus

l'art que la erses autres génération de POLYPHASE... ectriquement és VARICAP.

qui précède à des effets même ou de d'application es exemples, égale à la on qu'on ait

tales et de pratique de une origine torielle des es, il va de

architectures les effets différentes ateur à gain signaux de

que parasite circuit de dans le VCO able l'un peuvent être

n.

rite dans ce odulation de

phase IQ, l'invention concerne également les circuits de modulation, les circuits de modulation et les circuits de modulation également des bandes de modulation.

application de circuits de modulation AM et de modulation qui génèrent

REVENDEICATIONS

1. Circuit de réception comprenant :
 - un oscillateur contrôlé en tension délivrant un signal RF (V1, F1);
 - une boucle de contrôle de phase pour contrôler l'oscillateur contrôlé en tension;
 - 5 - un circuit de mélange à CTX recevant le signal RF (V1, F1) et délivrant un signal RF (V2, F2) comprenant au moins une composante harmonique (H2, H4) de fréquence égale au double de celle du signal RF délivré par l'oscillateur contrôlé en tension;
 - 10 - un circuit de sélection de la composante harmonique perturbatrice pour perturber le fonctionnement de l'oscillateur contrôlé en tension par effet d'accrochage;
 - un circuit de compensation (COMPCT1, COMPCT2, COMPCT3) recevant la composante harmonique perturbatrice (H2, H4) et agissant pour modifier la phase et l'amplitude du signal RF afin de délivrer un signal RF (V2, F2) sans l'effet d'accrochage;
 - 15 - des moyens de compensation (Bcomp) agissant pour compenser l'effet d'accrochage.
2. Circuit de réception selon la revendication 1, dans lequel le circuit de sélection de la composante harmonique perturbatrice (H2, H4) agit de manière que le signal RF (V2, F2) délivré par l'oscillateur contrôlé en tension soit de fréquence sensiblement égale à la fréquence (F2) du signal RF (V2, F2) résultant de l'impédance de l'oscillateur contrôlé en tension; et
- 30 - un circuit de sélection de la composante harmonique perturbatrice (H2, H4) agissant pour modifier la phase et l'amplitude du signal RF (V2, F2) afin de délivrer un signal RF (V2, F2) sans l'effet d'accrochage.

3. Circuit de compensation des variations 1 et 2,
dans lequel un circuit (COMPCT1) est un
circuit de compensation qui reçoit un signal de
compensation et qui est injectée
5 en un point de compensation.

4. Circuit de compensation des variations 1 et 2,
dans lequel un circuit (COMPCT2) est un
circuit de compensation qui reçoit un signal, de
10 compensation (Bcomp2) qui
sont injectés dans un oscillateur
contrôlé en fréquence.

5. Circuit de compensation des variations 1 et 2,
15 dans lequel un circuit (COMPCT3) est un
circuit de compensation ayant deux entrées en opposition
de phase et qui reçoit des signaux différents de
l'oscillateur.

20 6. Circuit de compensation des variations 1 à 5,
dans lequel un circuit de compensation en entrée
une compensation et qui est injectée dans le
circuit de compensation.

25 7. Circuit de compensation des variations 1 à 5,
dans lequel un circuit de compensation en entrée une
compensation et qui est injectée dans le
circuit de compensation.

30 8. Circuit de compensation des variations 1 à 5,
dans lequel un circuit de compensation en entrée
une compensation et qui est injectée dans le
circuit de compensation.

35 modulateur

9. ...ations 1 à 8,
dans lequel ... comprend un
circuit ... phase de la
composante ...
- 5
10. ...ations 1 à 8,
dans lequel ... comprend un
circuit ... composante
harmonique ... signaux en
10 quadrature
11. ...ations 1 à 8,
dans lequel ... comprend un
circuit ... composante
15 harmonique ... signaux en
quadrature
12. ...on 11, dans
lequel ... comprend un pont
20 équilibré ... qui est peu
sensible
13. ...ications 1 à
12, dans lequel ... (COMPCT,
25 COMPCT1, ... un circuit
atténuateur ... IAT2, IBAT2,
QAT2, ... la composante
harmonique
- 30 14. ...on 13, dans
lequel ... résistances ou
des capacités ... de ces
éléments
- 35 15. ... , comprenant
un groupe ... teurs (IAT1,
IBAT1, ... I2) dont les

sorties de la phase et l'amplitude de la phase et

16. Cinqs F... la revendication 15, comprenant
5 un groupe de circuits atténués (IAT1/QAT1,
IBAT1/QBAT1) pour les sections additionnelles et recevant
en entrée les signaux de la section 15 et issus de la
composante de sortie de la section 15.

10 17. Circuit électrique de la revendication 15, comprenant
un groupe d'au moins un circuit d'atténuateurs
(IAT2/IBAT) et au moins un circuit d'additionnées
et receveuses, et au moins un circuit de phase
et des signaux de commande issus de la
15 composante d'antenne d'émission.

18. L'ensemble des éléments de la figure 15 à 17, dans lequel les résistances R_{AT1} , $IBAT1$, $QAT1$, $QIBAT1$ et $QIBAT2$ comprennent des capacités ajustables et des résistances ajustables, sont contrôlés par des signaux analogiques délivrés par un convertisseur numérique, tel que celui

25 19. Le circuit est alimenté par une source de tension de 18, dans lequel des diodes et des transistors sont utilisés pour les capacités du circuit convertisseur. Les diodes sont des diodes à jonction et les cellules mémoire sont des cellules à jonction. Le circuit est un convertisseur numérique.

20. Le signal de la sonde est transmis par les liaisons 1 à 19, dans la bande de fréquence 100 à 1000 MHz (Bcomp) est injecté sur un canal de transmission à 100 MHz (T1₂ T2) de l'oscillateur à 100 MHz.

21. Les données sont classées par sections 1 à 19, dans l'ordre de la liste (Bcomp) est

injecté (C1, C2) de
l'oscillateur.

22. Le signal de synchronisation 1 à 19, dans lequel est présent le signal de compensation de la variation d'inductance d'injection, est appliqué à l'inductance (L1) de l'oscillateur.

23. Le circuit comprend un montage d'un oscillateur piloté par une boucle de rétroaction. L'oscillateur contrôlé par une tension (V1, F1) et recevant un signal de synchronisation par un chemin parasite (H2, H4) de fréquence RF émis, susceptible de provoquer un décalage de l'oscillateur, est soumis à un d'accrochage en fréquence.

24. Le circuit comprend une injection, dans l'oscillateur, d'un signal (Bcomp) de compensation de la variation de fréquence, dont la phase est telle qu'elle agit de manière à neutraliser la composante harmonique.

25. Le circuit comprend un montage, dans lequel le signal de synchronisation 1 à 19, en amplitude et en phase, est appliqué à un oscillateur sensiblement égal à celui de l'oscillateur (23) résultant de l'injection de la tension (SA1, SA2, SA3, ...) dans le circuit de synchronisation, et une boucle de rétroaction.

26. Le circuit comprend un montage, dans 23 et 24, comprenant un point de

l'oscillateur et le signal de compensation.

5 26. Le circuit de compensation des variations 23 et 24, comprenant une bobine de compensation ayant deux courants de compensation et une détection non symétrique des courants en deux points différents de l'oscillateur.

10 27. Le circuit de compensation des variations 23 et 24, comprenant une bobine de compensation ayant deux courants de compensation en opposition de phase, et une détection des courants en deux points différents de l'oscillateur en tension.

15 28. Le circuit de compensation des variations 23 à 27, dans lequel le signal de compensation est prélevé à partir d'au moins un des points de compensation (H2, H4) prélevée.

20 29. Le circuit de compensation des variations 23 à 27, dans lequel le signal de compensation est prélevé à partir d'au moins une compensation en deux points dans un amplificateur de compensation, et le signal d'où est émise la

25 30. Le circuit de compensation des variations 23 à 29, dans lequel le signal de compensation est prélevé à partir d'une compensation en deux points dans un circuit de génération.

30 31. Le circuit de compensation des variations 23 à 30, dans lequel la compensation est ajustée.

35 32. Le circuit de compensation des variations 23 à 30, dans lequel l'amplitude du signal de compensation est ajustée au

moyen de résistances comprenant des résistances ou une combinaison

5 32. dans lequel la relation 23 à 30, dans lequel le signal de compent groupe d'au moins IAT1, QAT1, QBAT1, les sorties sont
10 additionnées

34. dans lequel l'amplification sont ajustées atténuateurs
15 (IAT1/QAT1) additionnées et receveur de phase et de phase

20 35. dans lequel l'amplification sont ajustées atténuateurs (IAT2/QAT2) additionnées et receveur de phase et de phase
25 composé

36. dans lequel les signaux de composition de phase déphaseur
30 comprenant des et de capacité

37. dans lequel les capacités ajustables
35 QBAT1, AT1, QAT1, capacités ajustables

électrique
analogique

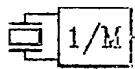
pour les signaux
à courtage.

38. dans lequel
5 les données sont injectées dans des
cellules

39. dans lequel
10 sur une cellule est injecté
l'oscillateur (C1, T2) de

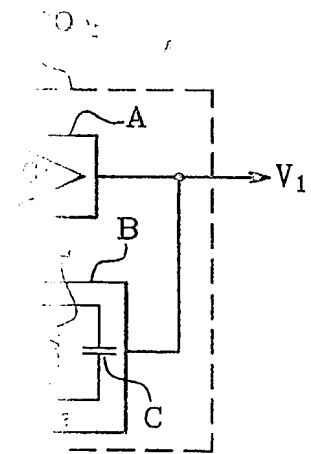
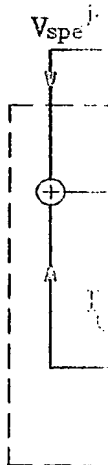
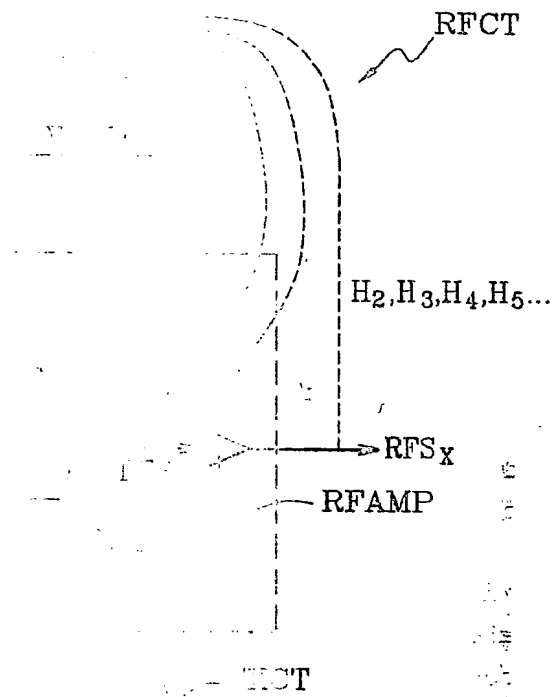
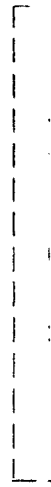
40. dans lequel
15 sur une cellule est injecté
l'oscillateur (C1, C2) de

41. dans lequel
20 par couple est injecté



DIVM

DIVI



2B

3/2



Fig. 3



Fig. 4

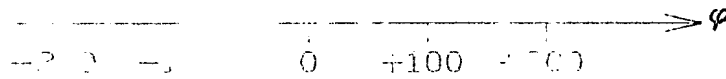


Fig. 5A

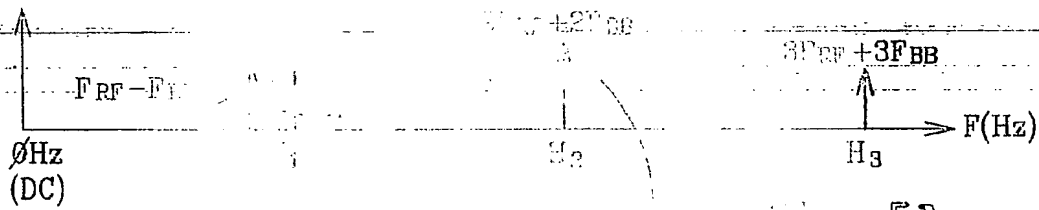


Fig. 5B

ϕ_{noise}

SHz

(Hz)

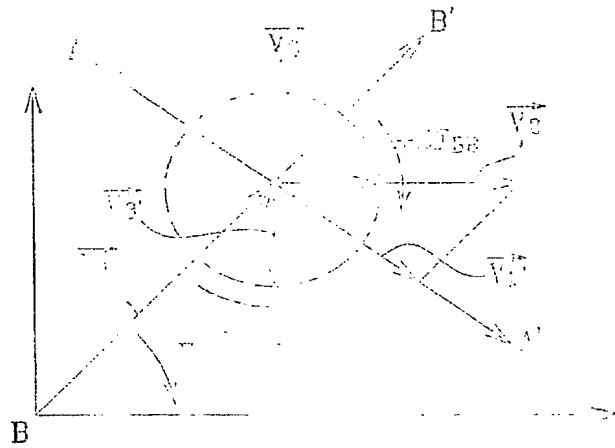


Fig. 6A



Fig. 6B

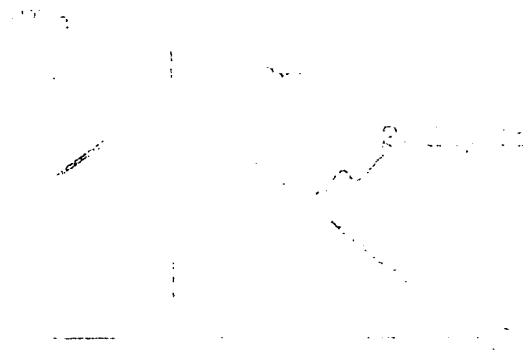
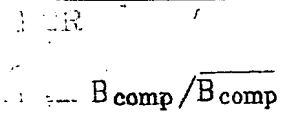
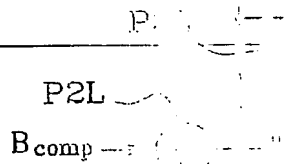
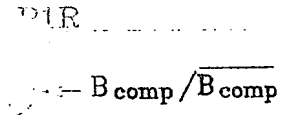
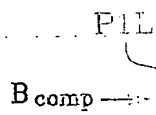
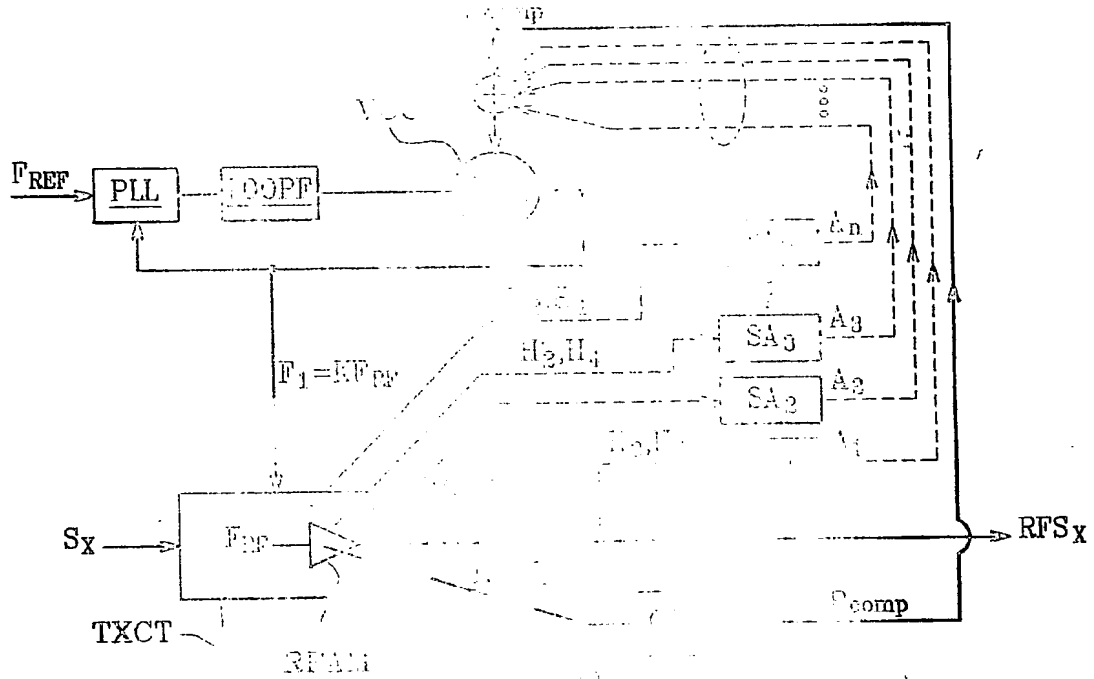


Fig. 7

4/8

$$A = A_1 + A_2 + A_3 \dots + A_n$$



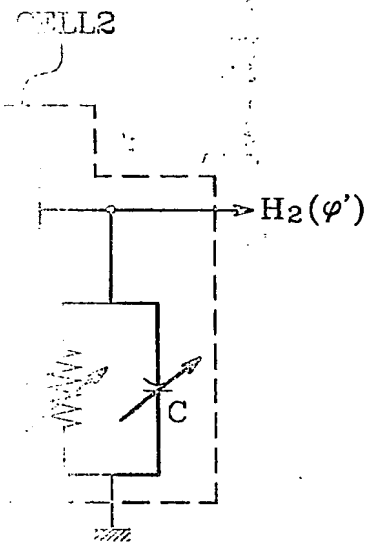
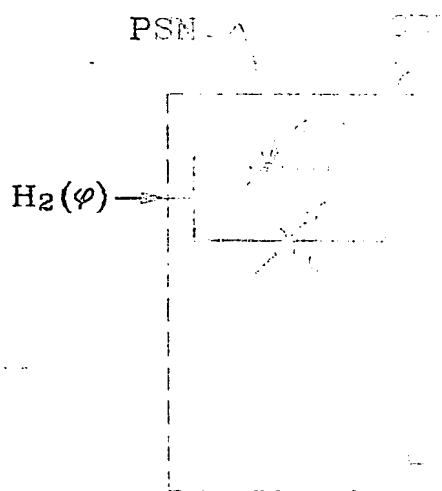
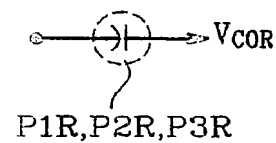
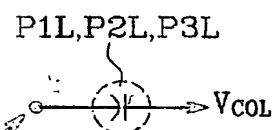
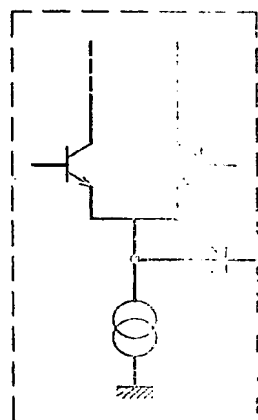


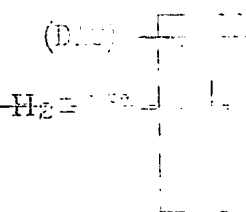
Fig. 1

TC

$mp(\varphi')$



Fig. 14



INT. J. B. C.

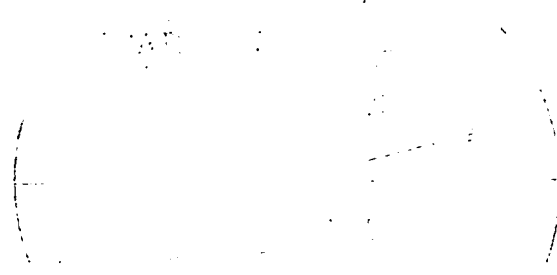


Fig. 16

QGEN2

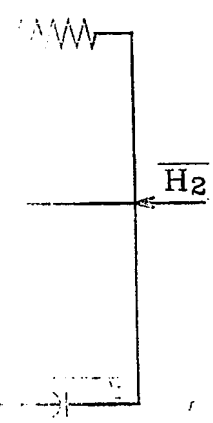
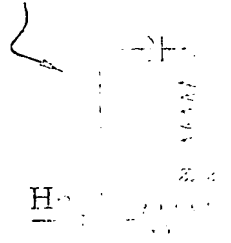


Fig. 19

BAT2

COMPACT3

Fig. 17



DÉPARTEMENT DES BREVETS

26 bis, rue de Saint Pétersbourg
75800 Paris Cedex 08

Téléphone : 01 53 04 53 04 Télécopie : 01 42 00 42 00

DECLARATION D'INVENTION

D'UTILITÉ

Propriété intellectuelle - Livre VI



N° 11 235°02

INVENTEUR(S) Page N° 1. / 1.

(à compléter par l'inventeur ou l'unique inventeur)

à compléter à l'encre noire

DE 113 W / 260899

Vos références pour ce dossier
(facultatif)

N° D'ENREGISTREMENT NATIONAL

TITRE DE L'INVENTION (200 caractères maximum)

Oscillateur contrôlé en tension et en fréquence

mont en fréquence

LE(S) DEMANDEUR(S) :

MARCHAND André

OMNIPAT

24, Place des Martyrs de la Résistance

13100 AIX EN PROVENCE

DESIGNE(NT) EN TANT QUE
utilisez un formulaire identique

S'il y a plus de trois inventeurs,
de pages).

Nom

Prénoms

Adresse

Rue

Code postal et

Société d'appartenance (facultatif)

Nom

Prénoms

Adresse

Rue

Code postal et

Société d'appartenance (facultatif)

Nom

Prénoms

Adresse

Rue

Code postal et

Société d'appartenance (facultatif)

DATE ET SIGNATURE(S)

DU (DES) DEMANDEUR(S)

OU DU MANDATAIRE

(Nom et qualité du signataire)

Aix en Provence, le 17 octobre

MARCHAND André - CPI

OMNIPAT

La loi n°78-17 du 6 janvier 1978

Elle garantit un droit d'accès et

aux réponses faites à ce formulaire.

21.

1. The first part of the document is a list of the names of the persons who were present at the meeting. The names are listed in alphabetical order.

2. The second part of the document is a list of the topics that were discussed at the meeting. The topics are listed in alphabetical order.

3. The third part of the document is a list of the actions that were taken at the meeting. The actions are listed in alphabetical order.

4. The fourth part of the document is a list of the persons who were responsible for the actions that were taken at the meeting. The persons are listed in alphabetical order.

5. The fifth part of the document is a list of the persons who were responsible for the actions that were taken at the meeting. The persons are listed in alphabetical order.

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

☐ BLACK BORDERS

☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES

☒ FADED TEXT OR DRAWING

☒ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING

☐ SKEWED/SLANTED IMAGES

☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS

☐ GRAY SCALE DOCUMENTS

☒ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT

☒ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY

☐ OTHER: _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.